

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION  
EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(19) Organisation Mondiale de la Propriété  
Intellectuelle  
Bureau international



(43) Date de la publication internationale  
15 septembre 2005 (15.09.2005)

PCT

(10) Numéro de publication internationale  
**WO 2005/086161 A2**

(51) Classification internationale des brevets<sup>7</sup> : **G11B 20/10**

(21) Numéro de la demande internationale :

PCT/EP2005/050462

(22) Date de dépôt international : 2 février 2005 (02.02.2005)

(25) Langue de dépôt : français

(26) Langue de publication : français

(30) Données relatives à la priorité :

04/50224 6 février 2004 (06.02.2004) FR

(71) Déposant (pour tous les États désignés sauf US) : ANA-  
GRAM TECHNOLOGIES SA [CH/CH]; ZI Le Trési 6A,  
CH-1028 Preverenges (CH).

Thierry [CH/CH]; Rue de la Mécanique 9, CH-1044 Fey  
(CH).

(74) Mandataire : Cabinet GRYNWALD; 94 rue Saint  
Lazare, F-75009 Paris (FR).

(81) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre de  
protection nationale disponible) : AE, AG, AL, AM, AT,  
AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO,  
CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB,  
GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG,  
KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG,  
MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH,  
PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY, TJ, TM,  
TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM,  
ZW.

(72) Inventeur; et

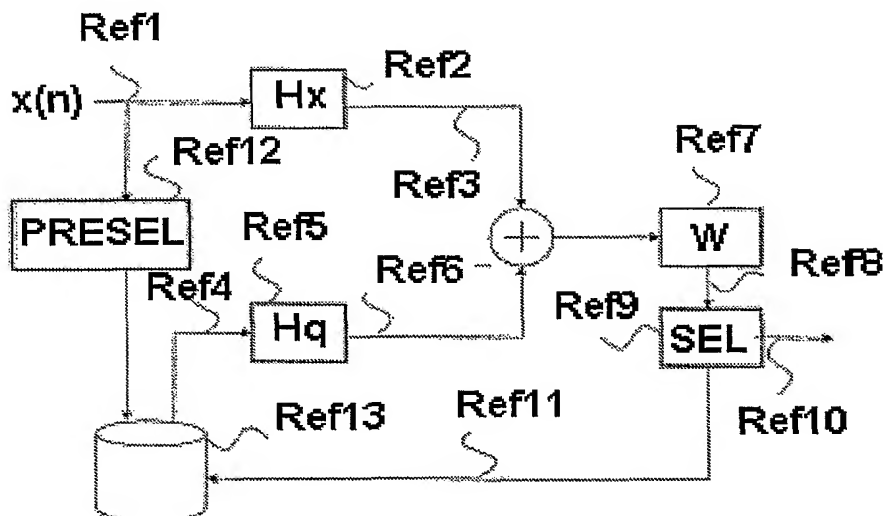
(75) Inventeur/Déposant (pour US seulement) : HEEB,

(84) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre  
de protection régionale disponible) : ARIPO (BW, GH,

[Suite sur la page suivante]

(54) Title: METHOD AND DEVICE FOR THE CONVERSION OF DIGITAL SIGNALS WITH HETEROGENEOUS FORMATS  
AND USE THEREOF FOR THE DIGITAL AMPLIFICATION OF AUDIO SIGNALS

(54) Titre : PROCÉDÉ ET DISPOSITIF DE CONVERSION DE SIGNAUX NUMÉRIQUES DE FORMATS HÉTÉROGÈNES  
ET SON APPLICATION À L'AMPLIFICATION NUMÉRIQUE DE SIGNAUX AUDIO



(57) Abstract: The invention relates to a method and device for the conversion of digital signals comprising a phase involving modulation with the aid of a vector lattice encoder. The inventive method comprises iterative steps which are performed on N output candidates, consisting in filtering (*Hx*), (*Hq*), determining the difference between the filtered signals (Ref3, Ref6), calculating two possible evolutions for said options, pre-selecting (*PRESEL*) the candidates that minimise the difference, weighting the difference with a cost function (*W*), marking the candidates eliminated for a subsequent iteration, and selecting (*SEL*) the best candidate over a period determined by a historical decision dimension. The invention also relates to the use thereof in relation to a digital audio signal amplifier.

[Suite sur la page suivante]



GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), européen (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

**Déclaration en vertu de la règle 4.17 :**

- *relative à la qualité d'inventeur (règle 4.17.iv)) pour US seulement*

**Publiée :**

- *sans rapport de recherche internationale, sera republiée dès réception de ce rapport*

*En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abréviations, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de la Gazette du PCT.*

---

**(57) Abrégé :** L'invention concerne un procédé et un dispositif de conversion de signaux numériques comprenant une phase de modulation à l'aide d'un codeur en treillis vectoriel. Le procédé comprend des étapes itératives, effectuées sur N candidats de sortie, de filtrage ( $H_x$ ,  $H_q$ ), de détermination de la différence entre les signaux filtrés (Ref3, Ref6), de calcul de deux évolutions possibles dites options, de présélection (*PRESEL*) de candidats minimisant la différence, de pondération de la différence par une fonction de coût ( $W$ ), le marquage des candidats éliminés pour une itération subséquente, et la sélection (*SEL*) du meilleur candidat sur une période déterminée par une profondeur historique de décision. Application à un amplificateur de signaux audio numériques.

**PROCEDE ET DISPOSITIF DE CONVERSION DE SIGNAUX NUMERIQUES DE  
FORMATS HETEROGENES ET SON APPLICATION A L'AMPLIFICATION  
NUMERIQUE DE SIGNAUX AUDIO**

L'invention concerne un procédé de conversion de signaux numériques de formats hétérogènes.

Elle concerne également un dispositif pour la mise en œuvre d'un tel procédé.

5 Elle s'applique en particulier, bien que non exclusivement à l'amplification numérique de signaux audio.

En effet, elle trouve également application dans de nombreux autres domaines, par exemple le codage dit "DSD" (de l'abréviation anglo-saxonne "Direct Stream Digital" ou "flux  
10 numérique direct"). Il s'agit d'un nouveau format d'encodage développé par les sociétés "SONY" et "PHILIPS" (toutes deux marques déposées) et utilisé, notamment, pour le "Super audio-CD", connu sous l'abréviation anglo-saxonne "SACD". Toujours de façon limitative, le procédé selon l'invention peut également  
15 être mis en œuvre pour la commande de moteurs.

Dans ce qui suit, ces abréviations et d'autres seront utilisées dans un but de simplification de la description. Ces abréviations et leur signification sont rassemblées dans la "TABLE I" placée en fin de la présente description auquel on se  
20 reportera en tant que de besoin.

Pour fixer les idées, et sans que cela limite en quoi que ce soit sa portée, on se placera dans ce qui suit dans le cas de l'application préférée de l'invention, à savoir l'amplification numérique de signaux audio.

5 Pour l'amplification de signaux audio, comme dans d'autres domaines, la tendance générale est de remplacer les procédés analogiques par des procédés recourant aux techniques numériques. A titre d'exemple, on peut citer le remplacement du disque dit "vinyle" par le CD audio.

10 Néanmoins, les signaux numériques existent sous une diversité de formats et il est souvent nécessaire de pouvoir passer de l'un à l'autre. Cette conversion est l'un des buts que se fixe la présente invention.

15 Elle s'intéresse plus particulièrement à la fonction dite de modulation mise en œuvre dans les procédés d'amplification numérique.

20 Plus précisément, l'amplification numérique se distingue de l'amplification linéaire classique (analogique) essentiellement par le fait que l'étage de sortie de l'amplificateur, ou étage de puissance, ne travaille pas en régime linéaire mais en commutation, c'est-à-dire en "tout ou rien". Les étages de sortie des amplificateurs numériques présentent en général deux [+1 et -1] ou trois [+1, 0, -1] états logiques. Pour fixer les idées, il sera discuté ci-après le cas de trois états logiques.

25 L'amplification numérique, de par son architecture et son mode d'opération, apporte des avantages indéniables par rapport à l'amplification analogique classique. L'avantage principal est son rendement élevé, typiquement 90%, voire plus, rendement que l'on peut comparer au rendement d'un amplificateur analogique qui se situe au mieux aux environs de 60%. Grâce à cette amélioration significative de rendement, la chaleur dégagée par un amplificateur numérique est minime, ce qui permet une construction beaucoup plus compacte et, par conséquent, plus  
35 avantageuse.

Un autre avantage de l'amplification numérique est son adéquation à utiliser des signaux numériques en entrée, ce qui évite naturellement d'avoir recours à d'un étage de conversion numérique-analogique dit "bas niveau".

5           Aussi, il a été proposé dans l'art connu des procédés et dispositifs permettant cette amplification numérique. De façon plus précise, il a été proposé deux types principaux d'amplificateurs numériques, chacun ayant recours à un procédé de modulation particulier, à savoir, respectivement, la  
10 modulation dite "PWM" et la modulation dite "PDM" (voir TABLE I).

Les amplificateurs de type "PWM" forment la catégorie la plus largement répandue. Ils génèrent des impulsions dont la durée est modulée par un signal à reproduire. La figure 1,  
15 placée en fin de la présente description, représente un exemple de schéma simplifié d'un amplificateur "PWM" standard, référencé 1.

L'amplificateur 1 comprend un étage modulateur 10 proprement dit, du type "PWM" précité. Ce modulateur 10 comprend  
20 lui-même, disposés en cascade, un circuit de sur-échantillonnage, typiquement x8, un circuit dit de pré-distorsion 101, un circuit dit "Noise Shaper" 102, c'est-à-dire de formatage du bruit, et un circuit de conversion 103, de type "PCM-PWM". L'entrée  $e_1$  du modulateur "PWM" 10 reçoit un signal  
25 numérique codé en PCM". Ces circuits constituent la partie numérique proprement dite de l'amplificateur 1.

La sortie  $s_{10}$  du modulateur 10 est transmise à un étage de commutation 11, formant frontière entre les parties numériques et analogiques de l'amplificateur 1.

30           Le signal, désormais analogique, présent sur la sortie  $s_{11}$  de l'étage de commutation 11 est filtré par un filtre de sortie 12 avant d'être transmis à des circuits d'utilisation (non représentés) via la sortie générale de l'amplificateur  $s_1$ .

De façon plus précise, l'étage de commutation 11 peut  
35 être à deux ou à trois niveaux ou états logiques, ce en fonction

de la configuration précise du modulateur 10. Il est en général implémenté sous la forme d'un pont en H ou d'un demi-pont en H, réalisé en circuit intégré ou en composants discrets.

5 Le filtre de sortie 12 est un filtre passe-bas, typiquement du 2<sup>ème</sup> ou 4<sup>ème</sup> ordre. Il est destiné à éliminer les bruits de commutation du signal de sortie  $s_1$ .

Le module de pré-distorsion 101 permet de contrebalancer la distorsion introduite par le convertisseur PCM-PWM 103, en général de type dit "UPWM".

10 Le fonctionnement et les caractéristiques plus précises d'un amplificateur mettant en œuvre la technologie "PWM" sont bien connus de l'Homme de Métier et il est inutile de les décrire plus avant.

Le principal désavantage des amplificateurs numériques "PWM" est lié à la production de résidus hautes fréquences dits "tonaux", qui plus est de forte amplitude. Ce dysfonctionnement est du au cycle répétitif de l'approche "PWM". Ces résidus posent des problèmes en terme de compatibilité électromagnétique pour certains environnements dans lesquels ils sont utilisés, notamment pour les applications concernant l'automobile.

20 A titre d'exemple, La figure 2, placée en fin de la présente description, représente un spectre en fréquence, compris entre 0 et 2,5 MHz, résultant d'une implémentation typique de l'amplificateur "PWM" de la figure 1 lorsqu'il est alimenté par un signal sinusoïdal, de fréquence 1kHz et de forte amplitude. On remarque en particulier l'apparition de résidus tonaux importants, pour un niveau proche de la fréquence fondamentale. Ces résidus sont susceptibles de présenter de problèmes de compatibilité électromagnétique.

30 La figure 3, placée en fin de la présente description, représente un exemple de schéma simplifié d'un amplificateur "PDM" standard, référencé 2.

Les amplificateurs de type "PDM" ont fait l'objet de nombreuses études théoriques, mais il n'existe sur le marché que quelques appareils mettant en œuvre cette technologie, tous

produits par la société "SHARP" (marque déposée). Ces amplificateurs reposent sur le même procédé de codage que le "SACD" (voir TABLE I), procédé de codage dénommé "DSD" (voir TABLE I).

5 L'architecture générale de l'amplificateur 2 est semblable à celle de l'amplificateur 1 de la figure 1 : un modulateur 20 recevant sur son entrée  $e_2$  un signal numérique au format "PCM", un étage de commutation 21 recevant le signal présent sur la sortie  $s_{20}$  du modulateur 20 et un filtre de sortie  
10 22 recevant le signal présent sur la sortie  $s_{21}$  du commutateur 21. Le signal délivré sur la sortie générale  $s_2$  de l'amplificateur numérique 2 est transmis, comme précédemment à des circuits d'utilisation (non représenté).

La différence fondamentale entre les deux  
15 amplificateurs de la figure 1 et de la figure 2 consiste en la nature du modulateur, à savoir un modulateur 20 de type "PDM" dans le cas présent, comprenant en cascade un circuit de sur-échantillonnage 200, typiquement x64 ou x128, et un circuit dit "Noise Shaper" (formatage du bruit) 201, typiquement du 7<sup>ème</sup>  
20 ordre.

Toujours comme précédemment, l'étage de commutation 21 peut être à deux ou à trois niveaux, ce en fonction du modulateur précis mis en oeuvre. Il est en général implémenté sous la forme d'un pont en H ou d'un demi pont en H, réalisé en  
25 circuit intégré ou en composants discrets. Le filtre de sortie 22 est un filtre passe-bas, typiquement 2<sup>ème</sup> ou 4<sup>ème</sup> ordre, destiné à éliminer les bruits de commutation du signal de sortie délivré sur la sortie générale  $s_{21}$ .

Le fonctionnement et les caractéristiques plus  
30 précises d'un amplificateur mettant en œuvre la technologie "PDM" sont bien connus de l'Homme de Métier et il est inutile de les décrire plus avant.

Bien que ne présentent pas de caractéristiques tonales significatives, les résidus à haute fréquence provoqués par ce  
35 type d'amplificateur numérique sont très importants et sont

dotés d'une énergie élevée. Cette caractéristique ne présente pas de problèmes en ce qui concerne des conversions de bas niveau mais, par contre, représente un défi technologique pour des puissances plus importantes, engendrant un coût supplémentaire. En effet, la fréquence de commutation élevée de l'étage de sortie peut être préjudiciable au rendement de l'amplificateur.

La figure 4 placée en fin de la présente description représente le spectre de fréquences, compris entre 0 et 2,5 MHz, résultant d'une implémentation typique de l'amplificateur "PDM" 2 lorsqu'il est alimenté par un signal sinusoïdal simple de forte amplitude. On remarque en particulier le niveau de bruit élevé en haute fréquence, témoin d'une fréquence de commutation élevée de l'étage de sortie.

Malgré l'intérêt théorique que représente le recours à des procédés numériques, de la description qui précède, on constate que les implémentations d'amplificateurs numériques à entrées numériques conformes à l'art connu continuent de présenter des inconvénients, qui peuvent s'avérer rédhibitoires dans certains domaines d'application.

L'invention vise à pallier les inconvénients des procédés et dispositifs de l'art connu, et dont certains viennent d'être rappelés.

En effet, le procédé conforme à l'invention permet, tout à la fois, de supprimer les résidus tonaux importants présentés par la modulation "PWM" et de réduire la fréquence de commutation moyenne de l'étage de sortie, de ce fait autorise un meilleur rendement énergétique, ce qui constitue une amélioration significative par rapport à la modulation "PDM" qui exige une fréquence élevée.

L'invention se fixe pour but un procédé de conversion numérique de signaux de formats hétérogènes, notamment, bien que non exclusivement, appliqué à la réalisation d'un amplificateur numérique de signaux audio.



L'invention concerne plus particulièrement le procédé de modulation mis en œuvre pour réaliser la conversion précitée.

Pour ce faire, selon une première caractéristique importante, le procédé selon l'invention met en œuvre une  
5 modulation dite en treillis vectoriel qui sera détaillée de façon plus précise ci-après et qui se décline selon deux modes préférentiels.

Le procédé selon l'invention présente de nombreux avantages qui seront mis en évidence dans la description  
10 détaillée qui va suivre et notamment les suivants :

- disparition des résidus tonaux haute fréquence et à haute énergie, et niveau de bruit résiduel en haute fréquence diminué ;

- absence de résidus tonaux à haute énergie permettant  
15 d'améliorer la compatibilité électromagnétique ;

- baisse significative du niveau général de bruit de modulation, en particulier dans les parties hautes du spectre et concentration des bruits de modulation dans le bas du spectre, typiquement aux alentours de 700 Hz ;

- concentration en basse fréquence, typiquement aux  
20 alentours de 700 kHz des bruits de modulation, ce qui implique que la fréquence de commutation moyenne de l'étage de sortie est maintenue à un niveau raisonnable et permet ainsi un bon rendement du système ; et

- niveau maximum de bruit réduit par rapport aux deux  
25 implémentations classiques.

En outre, un dispositif mettant en œuvre le procédé conforme à l'invention conserve une architecture générale semblable à celle des dispositif de l'art connu, telle qu'elle a  
30 été décrite en regards de figures 1 et 3, ce qui constitue un avantage supplémentaire, seule la partie modulation étant spécifique à l'invention.

L'invention a donc pour objet principal un procédé de conversion de signaux numériques dits d'entrée, comprenant une  
35 phase de modulation desdits signaux d'entrée ; caractérisé en ce

que ladite modulation est effectuée par la mise en œuvre d'un codeur en treillis vectoriel et en ce que ledit procédé comprend au moins les étapes de codage suivantes :

- une étape préliminaire consistant à choisir trois  
5 paramètres représentant respectivement un nombre N déterminé de grandeurs distinctes associés aux dits signaux d'entrée, dites candidats de sortie, un nombre K déterminé d'évolutions temporelles possibles desdits candidats, et une grandeur temporelle T, dite profondeur historique de décision déterminant  
10 un nombre maximum d'itérations avant génération d'un résultat ;
  - une première étape de filtrage desdits signaux d'entrée, de manière à générer des premiers signaux filtrés ;
  - une deuxième étape de filtrage de signaux représentant des candidats, de manière à générer des deuxièmes  
15 signaux filtrés représentant des candidats filtrés ;
  - une troisième étape consistant à effectuer la différence entre lesdits premiers et deuxième signaux filtrés ;
  - une quatrième étape consistant, par l'intermédiaire d'un organe de présélection, à présélectionner, pour chacun  
20 desdits N candidats, des premier à K<sup>ème</sup> candidats modifiés représentant lesdites K évolutions possibles et répondant chacun à un premier critère prédéterminé, ledit premier candidat étant celui qui minimise ladite différence ;
  - une cinquième étape consistant à pondérer ladite  
25 différence par l'intermédiaire d'une fonction dite de coût classant lesdites K évolutions, de manière à marquer les candidats destinés à être éliminés ou conservés pour une itération subséquente des étapes dudit procédé, et à transmettre lesdits candidats modifiés à un organe de sélection ;
  - 30 -une sixième étape consistant dans le choix du meilleur candidat par ledit organe de sélection par comparaison à un deuxième critère prédéterminé minimisant ladite fonction de coût ;

-une septième étape consistant en des itérations des première à sixième étapes jusqu'à ce que ladite profondeur historique de décision T soit atteinte ; et

-une huitième étape consistant à retenir le meilleur  
5 candidat à l'issue de ladite septième étape.

L'invention a également pour objet un dispositif pour la mise en œuvre du procédé.

L'invention a encore pour objet l'application du procédé à la réalisation d'un amplificateur numérique de  
10 signaux audio.

L'invention va maintenant être décrite de façon plus détaillée en se référant aux dessins annexés, parmi lesquels :

-la figure 1 illustre schématiquement représente un exemple de schéma simplifié d'un amplificateur à modulation de  
15 type "PWM" selon l'art connu ;

-la figure 2 représente un spectre en fréquence d'un amplificateur du type représenté sur la figure 1 ;

-la figure 3 représente un exemple de schéma simplifié d'un amplificateur à modulation du type "PDM" selon l'art connu  
20 ;

-la figure 4 représente un spectre en fréquence d'un amplificateur du type représenté sur la figure 3 ;

-la figure 5 illustre schématiquement un exemple d'architecture d'amplificateur numérique mettant en œuvre du  
25 procédé selon l'invention ;

- la figure 6 est un bloc diagramme des circuits du modulateur de l'amplificateur de la figure 5, selon un mode de réalisation préféré de l'invention ;

-la figure 6A est un bloc diagramme logique illustrant  
30 schématiquement les principales étapes d'un algorithme de modulation en treillis vectoriel selon l'invention ;

- la figure 7 représente un arbre binaire illustrant les étapes de l'algorithme de la figure 6A ;

- la figure 8 représente un spectre fréquentiel  
35 résultant de l'implémentation d'un modulateur en treillis

vectorel conforme à l'invention, selon un premier mode de réalisation ; et

-la figure 9 représente un spectre fréquentiel résultant de l'implémentation d'un modulateur en treillis  
5 vectorel conforme à l'invention, selon un deuxième mode de réalisation.

Dans ce qui suit, sans en limiter en quoi que ce soit la portée, on se placera ci-après dans le cadre de l'application préférée de l'invention, sauf mention contraire, c'est-à-dire  
10 dans le cas d'un amplificateur numérique, par référence aux figures 5 à 9.

En outre, comme il a été indiqué, l'invention concerne plus particulièrement la fonction "modulation", aussi, les autres fonctions et/ou circuits ne seront décrits qu'en tant que  
15 de besoin, ceux-ci étant bien connus de l'Homme de Métier.

De même, dans les figures qui suivent, les éléments communs portent les mêmes références et ne seront re-décrits qu'en tant que de besoin.

La figure 5 illustre schématiquement l'architecture  
20 d'un amplificateur numérique, désormais référencé 3, pour la mise en œuvre du procédé selon l'invention.

Comme il a été indiqué, cette architecture est très semblable à celle des amplificateurs numériques, 1 et 2, des figures 1 et 3. L'amplificateur numérique 3 comprend, connectés  
25 en cascade, un élément de réception 30 d'un signal numérique, au format "PCM", présent sur l'entrée  $e_3$ , un modulateur 31, recevant le signal généré sur la sortie de l'élément 30 et générant sur sa sortie  $s_{31}$  un signal logique de commutation, un étage de commutation 32 recevant ce signal, lui-même générant  
30 sur sa sortie  $s_{32}$  un signal de commutation de puissance, et un filtre de sortie 33 délivrant sur la sortie générale  $s_{31}$  de l'amplificateur 3 un signal transmis à des circuits d'utilisation (non représentés).

Il est à noter que le modulateur 31 reçoit également  
35 des signaux d'horloge H nécessaire à son cadencement.

Le modulateur 31 est, conformément à une des caractéristiques importantes de l'invention, constitué par un élément de calcul implémentant un algorithme "MTV" (voir TABLE I). Cet élément de calcul 31 peut être réalisé de diverses manières, notamment à base d'un système de traitement automatique de données à programme enregistré standard, par exemple un microprocesseur associé à des circuits de mémoire et autres circuits standards, d'un processeur spécialisé pour le traitement de signaux numériques, connus sous l'abréviation anglo-saxonne "DSP" (voir TABLE I), un circuit intégré dédié, un "FPAG" (voir TABLE I) ou encore un sous-ensemble d'un "Soc" (voir TABLE I).

Dans un mode de réalisation préféré, décrit ci-après, on choisit trois niveaux de commutation, que l'on dénommera de façon arbitraire : -1, 0 et +1.

Le filtre de sortie est préférentiellement du 2<sup>ème</sup> ou du 4<sup>ème</sup> ordre.

Comme il a été indiqué, le modulateur 31 peut se décliner selon deux modes de réalisation préférés, que l'on dénommera ci-après arbitrairement "mode A" et "mode B", respectivement.

La figure 6 est un bloc diagramme des circuits du modulateur 31. Celui-ci comprend un circuit de sur-échantillonnage 310 et le circuit codeur 311 "MTV" proprement dit, recevant sur son entrée les signaux présents sur la sortie  $s_{310}$  du sur-échantillonneur 310.

Le signal délivré sur la sortie  $s_{31}$  du modulateur 31 (c'est-à-dire du codeur "MTV" 311) est, dans l'hypothèse rappelée, un signal trois niveaux, deux lignes logique.

Dans les deux modes préférés d'implémentation du modulateur 31, c'est-à-dire les modes "A" et "B" précités, le sur-échantillonneur 310 peut être identique. Seul le codeur 311 est spécifique par l'algorithme mis en œuvre pour obtenir le codage "MTV".

Le sur-échantillonneur 310 permet d'élever la fréquence d'échantillonnage du signal "PCM" présent sur l'entrée  $e_3$  afin d'obtenir une modulation sans perturbation de la bande de fréquence audio. Il peut être réalisé par la technique dite de "zero-pad", procédé de troncation d'une matrice, suivi d'un simple filtrage linéaire, par exemple de type "FIR" ou "IIR" (voir TABLE I).

Avantageusement, le sur-échantillonnage s'effectue avec un facteur 128.

Le codeur "MTV" 311, pour sa part, implémente l'algorithme de modulation proprement dit. On va maintenant décrire de façon plus détaillée, l'implémentation préférentielle du modulateur en mode A, par référence à la figure 6A qui représente un bloc diagramme logique illustrant schématiquement les principales étapes d'un algorithme de modulation en treillis vectoriel.

Dans ce qui suit, les notations suivantes vont être utilisées :

-N est un nombre qui représente une grandeur que l'on dénommera "Nombre de candidats de sortie", avec  $N = 8$  dans l'exemple décrit ;

-K est un nombre qui représente une grandeur que l'on appellera "Nombre d'évolutions possibles par candidat de sortie", avec  $K = 2$  dans l'exemple décrit ; et

- T est un nombre qui représente une grandeur que l'on appellera "Profondeur historique de décision", avec  $T = 2$  dans l'exemple décrit.

On appellera également :

- "Filtre  $H_q$ " un Filtre passe-bas du 5<sup>ème</sup> ordre, avantageusement du type Chebychev II avec zéros optimisés ; et

- "Filtre  $H_x$ " un Filtre passe-bas du 5<sup>ème</sup> ordre, avantageusement du type Chebychev II avec zéros optimisés.

Il doit être clair cependant que les valeurs choisies peuvent différer des valeurs ci-dessus, mais l'expérience montre que celles-ci représentent un bon compromis entre puissance

calcul nécessaire pour réaliser le codage en treillis vectoriel et performances atteintes.

Sur la figure 6A, les références suivantes sont utilisées et représentent :

- 5           -Ref<sub>1</sub> : signal d'entrée  $x(n)$ ,  $n$  étant un temps instantané ;
- Ref<sub>2</sub> : filtre  $H_x$  du signal d'entrée  $x(n)$  ;
- Ref<sub>3</sub> : signal d'entrée  $H_x(n)$  filtré par  $H_x$  ;
- Ref<sub>4</sub> : valeur instantanée  $q(n)$  d'un des  $N$  candidats de
- 10   sortie au temps  $n$  ;
- Ref<sub>5</sub> : filtre  $H_q$  des valeurs candidates à la sortie ;
- Ref<sub>6</sub> : signal candidat  $H_q(n)$  filtré par  $H_q$  ;
- Ref<sub>7</sub> : fonction  $W$  de pondération de l'erreur entre
- l'entrée et un candidat ;
- 15           -Ref<sub>8</sub> : signal d'erreur  $e(n)$  pondéré entre l'entrée et un candidat ;
- Ref<sub>9</sub> : bloc de sélection SEL du candidat optimal au temps  $n$  ;
- Ref<sub>10</sub> : signal de sortie optimal  $y(n) = q(n-T)$ ,  $T$
- 20   étant une période de temps prédéterminée ;
- Ref<sub>11</sub> : signal d'invalidation  $Sel(n)$  de tous les candidats pour l'instant  $n+1$  ne correspondant pas avec le candidat idéal au temps  $(n-T)$  ;
- Ref<sub>12</sub> : fonction de pré-sélection PRESEL des
- 25   évolutions possibles des candidats en fonction du signal d'entrée ; et
- Ref<sub>13</sub> : signal de pré-sélection  $Pev(n)$  des évolutions possibles).

Il existe  $N$  candidats de sortie à l'instant  $n$ .

- 30           Les cinq étapes principales, séquentielles ou simultanées, du procédé de codage selon le "mode A" de l'invention sont réalisées itérativement comme indiqué ci-dessous. La lettre "A" accolée au numéro de l'étape caractérise au "mode A".

Etape 1A : A l'instant  $n$ , on commence par calculer la sortie du filtre  $H_x$ ,  $Ref_2$ , à partir du signal d'entrée  $x(n)$ ,  $Ref_1$ , pour générer le signal  $H_x(n)$ ,  $Ref_3$ .

Etape 2A : Parallèlement, par l'intermédiaire de la  
5 fonction de pré-sélection PRESEL,  $Ref_{12}$ , on sélectionne comme évolutions possibles pour chacun des  $N$  candidats :

(a) le candidat dont la sortie  $[q(n)]$  minimise la différence avec le signal formé par la différence des signaux  $H_x(n)$ ,  $ref_3$ , et  $H_q(n)$ ,  $ref_6$ , et

10 (b) le candidat maintenant le même état de sortie qu'au tour précédent.

Pour chacun des  $N$  candidats, les options (a) et (b) représentent les  $K$  évolutions possibles ( $K = 2$  dans l'exemple choisi). Il est à noter que dans certains cas, les options (a)  
15 et (b) peuvent être identiques.

Etape 3A : La différence entre le signal d'entrée  $H_x(n)$ ,  $Ref_3$ , et le signal candidat  $H_q(n)$ ,  $Ref_6$ , est alors passée à la fonction de pondération  $W$  ou fonction dite de coût,  $Ref_7$ . Cette fonction de coût  $W$  permet de classer les évolutions  
20 possibles afin de pouvoir choisir les survivants du tour suivant.

Dans cette implémentation (mode A), la fonction de coût  $W$  est la suivante : si les options (a) et (b) pour un candidat donné sont de signes différents et les deux non nulles,  
25 alors l'option (b) ne peut pas survivre. Si l'amplitude de la différence des signaux  $(H_x(n) - H_q(n))$  est plus grande qu'un seuil prédéterminé, l'option (b) ne peut pas survivre. Si l'amplitude de la différence  $(H_x(n) - H_q(n))$  précitée est plus petite que ce seuil et qu'un compteur (non représenté) d'un  
30 nombre de transitions également prédéterminé le permet, l'option (a) ne peut pas survivre ; dans le cas contraire, l'option (b) ne peut pas survivre. Le compteur de transition est un compteur du type dit "up-down", ou à comptage-décomptage, augmentant son contenu d'une valeur "1" (unité) chaque fois que l'option (b)  
35 est suivie plutôt que l'option (a) et que l'option (b) est plus



grande que (a) et diminuant de "1" chaque fois que l'option (b) est suivie plutôt que l'option (a) et que l'option (b) est plus petite que (a). Le compteur de transition permet une transition, c'est-à-dire le choix de l'option (b), pour autant que sa  
 5 valeur absolue soit plus petite ou égale au nombre 2.

Etape 4A : Le résultat de l'étape 3A avec les options ne pouvant survivre marquées comme telles, c'est-à-dire le signal d'erreur  $e(n)$ ,  $Ref_8$ , est passé au bloc de choix SEL du meilleur candidat  $Ref_9$ . Ce bloc va choisir comme meilleur  
 10 candidat, le candidat minimisant la différence d'énergie entre les signaux  $e(n)$  et le signal de sortie optimal  $y(n) = q(n-T)$  sur une période  $(n-T, n)$ . On désigne par  $f(n, k)$  le signal  $e(n)$  à l'instant  $n$  pour un candidat  $k$  et par  $q(n, k)$  le signal  $y(n)$  au temps  $n$  pour le même candidat. Le bloc SEL va choisir le  
 15 candidat dont la survie est permise par le bloc de la fonction  $W$  et minimisant l'expression  $E(n, k)$  satisfaisant la relation ci-dessous

$$E(n, k) = (f(n-T, k) - q(n-T, k))^2 + (f(n-T+1, k) - q(n-T+1, k))^2 + \dots + (f(n, k) - q(n, k))^2$$

20 Etape 5A : Le meilleur candidat étant déterminé, les survivants à l'instant  $n+1$  sont alors déterminés par l'ensemble des candidats et de leurs évolutions avec sortie au temps  $n-T$  égale à  $q(n-T)$ .

On peut observer que le procédé consiste en une  
 25 recherche dans un arbre binaire : à chaque étape il existe deux options d'évolutions (a) et (b) qui ont été définies ci-dessus, donc une suite de choix dichotomiques. Ainsi, une décision sur un candidat idéal à l'instant  $n$  détermine une branche (a) de l'arbre, c'est-à-dire celle contenant le candidat idéal, et,  
 30 par conséquence, les survivants pour le tour suivant, c'est-à-dire l'ensemble des éléments de branche précitée.

Le diagramme de la figure 7 illustre schématiquement un tel arbre binaire, référencé globalement 4. On a représenté sur l'axe horizontal des temps, les instants,  $n-T$ ,  $n-T+1$ ,  $n-T+2$   
 35 et  $n$ . Les blocs de l'arbre 4 représentés sur la figure 7

représentent des échantillons utilisés pour le calcul de la fonction  $E(n, k)$ .

Le premier bloc, référencé 40 contient un échantillon  $Q(n-T-1)$  fixé et ses deux sorties, les options ou branches (a) et (b), transmis aux blocs respectifs 41 et 42 : échantillons  $Q(n-T)$ , options (a) et (b).

Les sorties respectives de ces deux blocs, 41 et 42, sont transmises à leur tour aux quatre blocs 410 à 421 : échantillons  $Q(n-T+1)$ , option (a) pour les blocs 410 et 420, respectivement, et option (b) pour les blocs 411 et 421, respectivement.

Le processus se répète pour l'instant  $n-T+2$ . Les huit blocs, 4100 à 4221 reçoivent les sorties des quatre blocs précédents, options (a) pour les blocs de numérotation paire (par exemple 4100) et options (b) pour les blocs de numérotation impaire (par exemple 4101). A l'instant  $n$  il existe donc huit candidats ( $N=8$  dans l'exemple décrit, comme il a été indiqué).

La branche inférieure (bloc en pointillé sur la figure 7, référencé  $B_4$ ) regroupe les candidats survivant pour l'étape  $n+1$ .

Dans la mise en œuvre du procédé selon l'invention selon le mode A qui vient d'être décrit, à chaque fois qu'une option (b) est choisie à l'instant  $n-T$ , la sortie du système ( $q(n-T)$ ) reste constante, réduisant ainsi le nombre de transitions d'états de l'étage de sortie du système. Il s'ensuit corrélativement que la fréquence de commutation de l'étage de sortie est baisse, ce qui permet d'augmenter le rendement du système.

La figure 8 représente le spectre fréquentiel, compris entre 0 et 2.5 MHz, résultant de l'implémentation préférentielle selon le mode A du modulateur "MTV" 31 (figures 5 et 6), notamment destiné à un amplificateur numérique, ce lorsqu'il est alimenté par un signal sinusoïdal simple de forte amplitude, de fréquence 1 kHz.

La figure 8 met bien en évidence les caractéristiques avantageuses obtenues par le procédé selon l'invention qui ont été rappelée dans le préambule de la présente description, à savoir :

5           -Par rapport à une implémentation d'un amplificateur numérique mettant en œuvre une modulation de type "PWM" standard : disparition des résidus tonaux haute fréquence et à haute énergie, niveau de bruit résiduel en haute fréquence diminué. L'absence de résidus tonaux à haute énergie permet  
10 d'améliorer la compatibilité électromagnétique du système.

          - Par rapport à l'implémentation d'un amplificateur numérique mettant en œuvre une modulation de type "PDM" standard d'un amplificateur numérique : baisse  
15 significative du niveau général de bruit de modulation, en particulier dans les parties hautes du spectre, concentration des bruits de modulation dans le bas du spectre, aux alentours de 700 kHz dans l'exemple décrit.

          -La concentration en basse fréquence, aux alentours de 700kHz, des bruits de modulation : on note une bosse dans le  
20 graphe du spectre représenté sur la figure 8. Cette caractéristique implique que la fréquence de commutation moyenne de l'étage de sortie de l'amplificateur est maintenue à un niveau raisonnable, permettant ainsi un bon rendement du système.

25           - Le niveau maximum de bruit est réduit par rapport aux deux implémentations de modulateurs classiques, "PWM" et "PDM" précitées.

Il s'ensuit que le "mode A" de réalisation atteint bien les buts que s'est fixée l'invention.

30           On va maintenant décrire un exemple de réalisation conforme à ce qui a été dénommé arbitrairement "mode B".

          Comme il a été indiqué précédemment, la configuration physique du modulateur 31, dans les deux modes, "A" et "B",  
reste identique. On se référera donc de nouveau à la figure 6  
35 qu'il est inutile de re-décrire.

De même, les notations adoptées pour décrire le procédé de modulation et ses étapes restent les mêmes et on conservera les mêmes valeurs pour N, K et T, à savoir 8, 2 et 3, respectivement.

5 Les cinq étapes principales, séquentielles ou simultanées, du procédé de codage selon le "mode B" de l'invention sont réalisées itérativement comme indiqué ci-dessous. La lettre "B" accolée au numéro de l'étape caractérise au "mode B".

10 Etape 1B : identique à l'étape Etape 1A du "mode A". Il est donc inutile de la re-décrire.

Etape 2B : Parallèlement, par l'intermédiaire de la fonction de présélection PRESEL, Ref<sub>12</sub>, on sélectionne comme évolution possible pour chacun des N candidats : les deux  
15 candidats les deux candidats dont les sorties minimisent la différence avec le signal formé par la différence des signaux Hx(n), ref<sub>3</sub>, et Hq(n), ref<sub>6</sub>. Ces deux candidats seront dénotés par (a) et (b) respectivement, (a) étant celui qui minimise effectivement la différence.

20 Pour chacun des N candidats, les options (a) et (b) représentent les K évolutions possibles (K = 2 dans l'exemple choisi). Il est à noter que dans certains cas, les options (a) et (b) peuvent être identiques.

Etape 3B : La différence entre le signal d'entrée  
25 Hx(n), Ref<sub>3</sub>, et le signal candidat Hq(n), Ref<sub>6</sub>, est alors passée à la fonction de pondération W ou fonction dite de coût, Ref<sub>7</sub>. Cette fonction de coût W permet de classer les évolutions possibles afin de pouvoir choisir les survivants du tour suivant.

30 Dans cette implémentation (mode B), la fonction de coût W est la suivante : Si l'amplitude de la différence les signaux (Hx(n) - Hq(n)) est plus grande qu'un seuil prédéterminé, l'option (b) ne peut pas survivre. Si l'amplitude de la différence (Hx(n) - Hq(n)) précitée est plus petite que ce  
35 seuil et qu'un compteur (non représenté) d'un nombre de

transitions également prédéterminé le permet, l'option (a) ne peut pas survivre ; dans le cas contraire, l'option (b) ne peut pas survivre. Le compteur de transition est un compteur du type dit "up-down", ou à comptage-décomptage, augmentant son contenu d'une valeur "1" chaque fois que l'option (b) est suivie plutôt que l'option (a) et que l'option (b) est plus grande que (a) et diminuant de "1" chaque fois que l'option (b) est suivie plutôt que l'option (a) et que l'option (b) est plus petite que (a). Le compteur de transition permet une transition, c'est-à-dire le choix de l'option (b), pour autant que sa valeur absolue soit plus petite ou égale au nombre 2.

Etape 4B : Le résultat de l'étape 3B avec les options ne pouvant survivre marquées comme telles, c'est-à-dire le signal d'erreur  $e(n)$ , Ref8, est passé au bloc de choix SEL du meilleur candidat, Ref9. Ce bloc va choisir comme meilleur candidat, le candidat minimisant le nombre de transitions sur une période  $(n-T, n)$  pour autant que l'énergie de l'erreur introduite par ce candidat soit bornée par rapport à l'énergie d'un candidat naturel, c'est-à-dire formé que d'options (a) pour les candidats. On désigne par  $f(n, k)$  le signal  $e(n)$  à l'instant  $n$  pour un candidat  $k$  et par  $q(n, k)$  le signal  $y(n)$  au temps  $n$  pour le même candidat. Le bloc SEL va choisir le candidat dont la survie est permise par le bloc de la fonction  $W$  et minimisant le nombre de transitions de l'étage de sortie sur la période  $(n-T, n)$  et dont la relation suivante est satisfaite et bornée par rapport à la même relation calculée pour un candidat naturel, c'est-à-dire formé que par des options (a) :

$$E(n, k) = (f(n-T, k) - q(n-T, k))^2 + (f(n-T+1, k) - q(n-T+1, k))^2 + \dots + (f(n, k) - q(n, k))^2$$

Etape 5B : identique à l'étape Etape 5A du "mode A". Il est donc inutile de la re-décrire.

De façon semblable au "mode A", on peut observer que le procédé consiste en une recherche dans un arbre binaire : à chaque étape il existe deux options d'évolutions (a) et (b) qui ont été définies ci-dessus, donc une suite de choix

dichotomiques. Ainsi, une décision sur un candidat idéal à l'instant n détermine une branche (a) de l'arbre, c'est-à-dire celle contenant le candidat idéal, et, par conséquence, les survivants pour le tour suivant, c'est-à-dire l'ensemble des  
5 éléments de branche précitée. En pratique, le procédé selon l'invention cherche à faire survivre le candidat minimisant le nombre de transitions de l'étage de sortie pour autant que l'erreur introduite par ce choix soit d'énergie limitée. Ainsi, il conduit également à une réduction de la fréquence de  
10 commutation de l'étage de sortie, et, par conséquence, à une amélioration du rendement du système. On peut se reporter de nouveau à la figure 7 pour illustrer ce mode opératoire. Il est donc inutile de la re-décrire.

La figure 9 représente le spectre fréquentiel, compris  
15 entre 0 et 2.5 MHz, résultant de l'implémentation préférentielle selon le mode B du modulateur "MTV" 31 (figures 5 et 6), notamment destiné à un amplificateur numérique, ce lorsqu'il est alimenté par un signal sinusoïdal simple de forte amplitude, de fréquence 1 K Hz.

20 De nouveau, La figure 8 met bien en évidence les caractéristiques avantageuses obtenues par le procédé selon l'invention qui ont été rappelée dans le préambule de la présente description et en regard de la description de la figure 8. La seule différence, minime, est que la fréquence basse  
25 rappelée ci-dessus est de l'ordre de 600 kHz au lieu de 700 kHz, ces valeurs n'étant dues qu'à un choix particuliers de paramètres effectués pour illustrer le procédé. Il est donc inutile de répéter ces avantages.

Il s'ensuit que le "mode B" de réalisation atteint  
30 également les buts que s'est fixée l'invention.

Il doit être clair cependant que l'invention n'est pas limitée aux seuls exemples de réalisations explicitement décrits, notamment en relation avec les figures 5 à 9.

De même, les exemples numériques n'ont été fournis que  
35 pour mieux fixer les idées et ne sauraient constituer une

quelconque limitation de la portée de l'invention. Ils procèdent d'un choix technologique à la portée de l'Homme de Métier.

L'invention n'est pas limitée non plus aux seules applications explicitement décrites.

5           Comme il a été indiqué, outre l'application préférée de modulateurs en treillis vectoriel pour amplificateurs numériques de signaux audio, le procédé selon l'invention peut être mis à profit dans de nombreux domaines, notamment les suivants :

10           - La conversion "PCM" vers "DSD" ;  
            - L'amplification numérique type "PWM" :  
l'invention permet la réalisation de modulateurs pour de tels amplificateurs en considérant comme candidats de sortie les largeurs d'impulsions du signal à générer. Il permet de réaliser  
15 aussi bien des modulateurs symétriques qu'asymétriques à deux ou trois niveaux (voire plus si nécessaire).

-L'amplification numérique type PDM : ce problème étant similaire à celui posé par la conversion "PCM" vers "DSD", la mise en œuvre pour ce type d'application est immédiate.

20           -L'amplification numérique hybride : ce nouveau type de modulation peut s'apparenter à une hybridation entre les approches "PDM" et "PWM". Il nécessite pour candidats des suites de formes d'onde à nombre de transitions limité mais non nécessairement fixe (cas de la modulation de type "PWM").

25           -La commande de moteurs pas à pas : la commande de moteurs étant très proche de l'amplification utilisant la modulation de type "PWM" ou hybride, la mise en œuvre pour ce type d'application est immédiate.

TABLE I

"DSD"	"Direct Stream Digital" : Format de codage utilisé pour le "SACD"
"MTV"	Modulation en Treillis Vectoriel
"PCM"	"Pulse Code Modulation" (modulation en amplitude)
"PDM"	"Pulse Density Modulation" (modulation en densité)
"PWM"	"Pulse Width Modulation" (modulation en largeur d'impulsions)
"SACD"	Super Audio CD
"SDM"	"Sigma Delta Modulator" (modulateur delta-sigma)
"DSP"	"Digital Signal Processor" ou processeur de signal numérique
"FPGA"	"Field-Programmable Gate Arrays" ou tableau de portes programme sur site
"SoC"	"System-on-Chip" ou système sur une puce intégrée
"FIR"	"Finite Impulse Response filter" ou filtre à réponse impulsionnelle finie
"IIR"	"Infinite Impulse Response filter" ou filtre à réponse impulsionnelle infinie



**REVENDICATIONS**

1. Procédé de conversion de signaux numériques dits d'entrée, comprenant une phase de modulation desdits signaux d'entrée ; caractérisé en ce que ladite modulation (31) est effectuée par la mise en œuvre d'un codeur en  
5 treillis vectoriel (311) et en ce que ledit procédé comprend au moins les étapes de codage suivantes :

- une étape préliminaire consistant à choisir trois paramètres représentant respectivement un nombre  $N$  déterminé de grandeurs distinctes associés aux dits signaux  
10 d'entrée, dites candidats de sortie, un nombre  $K$  déterminé d'évolutions temporelles possibles desdits candidats, et une grandeur temporelle  $T$ , dite profondeur historique de décision déterminant un nombre maximum d'itérations avant génération d'un résultat ;

15 - une première étape de filtrage ( $Hx$ ) desdits signaux d'entrée ( $x(n)$ ), de manière à générer des premiers signaux filtrés (Ref3) ;

- une deuxième étape de filtrage ( $Hq$ ) de signaux (Ref4) représentant des candidats, de manière à générer des  
20 deuxièmes signaux filtrés représentant des candidats filtrés (Ref6) ;

- une troisième étape consistant à effectuer la différence entre lesdits premiers (Ref3) et deuxième (Ref6) signaux filtrés ;

25 - une quatrième étape consistant, par l'intermédiaire d'un organe de présélection ( $PRESEL$ ), à présélectionner, pour chacun desdits  $N$  candidats, des premier à  $K^{\text{ème}}$  candidats modifiés représentant lesdites  $K$  évolutions possibles et répondant chacun à un premier critère

prédéterminé, ledit premier candidat (a) étant celui qui minimise ladite différence ;

- une cinquième étape consistant à pondérer ladite différence par l'intermédiaire d'une fonction dite de coût (W) classant lesdites K évolutions, de manière à marquer les candidats destinés à être éliminés ou conservés pour une itération subséquente des étapes dudit procédé, et à transmettre lesdits candidats modifiés à un organe de sélection (SEL) ;

10 - une sixième étape consistant dans le choix du meilleur candidat par ledit organe de sélection (SEL) par comparaison à un deuxième critère prédéterminé minimisant ladite fonction de coût (W) ;

- une septième étape consistant en des itérations des première à sixième étapes jusqu'à ce que ladite profondeur historique de décision T soit atteinte ; et

- une huitième étape consistant à retenir le meilleur candidat à l'issue de ladite septième étape.

2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit nombre N desdits candidats de sortie est égal à 8, ledit nombre K déterminé d'évolutions possibles desdits candidats de sortie est égal à 2, et ladite profondeur historique de décision T est égale à 3.

3. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que lesdites étapes de filtrage (Hx, Hq) consistent en un filtrage passe-bas réalisé à l'aide d'un filtre dit de Chebychev II, avec zéros optimisés.

4. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comprend une étape supplémentaire réalisée avant lesdites étapes de codage consistant en un sur-échantillonnage (310) desdits signaux d'entrée (s<sub>30</sub>), de

manière à élever la fréquence de ces signaux.

5. Procédé selon la revendication 4, caractérisé en ce que le facteur de sur-échantillonnage est égal à 128.

6. Procédé selon l'une quelconque des revendications 2 à 5, caractérisé en ce que,  $K$  étant égal à 2, ladite  
5 présélection opérée pendant ladite quatrième étape consiste à sélectionner comme évolutions possibles, dites options, pour chacun desdits  $N$  candidats, des première et seconde options (a, b) et en ce que, un premier candidat,  
10 correspondant à la première option (a), est celui dont le signal de sortie ( $q(n)$ ) minimise ladite différence et un deuxième candidat, correspondant à la seconde option (b), est celui maintenant le même état de sortie qu'au tour précédent d'itération.

15 7. Procédé selon la revendication 6, caractérisé en ce que ladite fonction de coût effectue les déterminations et calculs suivants pendant ladite cinquième étape :

- si lesdites première (a) et seconde (b) options pour un candidat déterminé sont de signes différents et les deux  
20 non nulles, alors ladite seconde option (b) ne peut pas survivre ;
- si l'amplitude de ladite différence de signaux est plus grande qu'un seuil prédéterminé, ladite seconde option (b) ne peut pas survivre ;
- 25 - le comptage d'un nombre dit de transitions à l'aide d'un compteur-décompteur augmentant son contenu d'une unité chaque fois que ladite seconde option (b) est sélectionnée plutôt que ladite première option (a) et que ladite seconde option (b) est plus grande que ladite première option (a)  
30 et diminuant son contenu d'une unité dans le cas contraire ;

- si l'amplitude de ladite différence est plus petite que ledit seuil et ledit nombre de transitions compté est égal à un nombre prédéterminé, ladite première option (a) ne peut pas survivre et dans le cas contraire, ladite seconde option (b) ne peut pas survivre ;
  - l'autorisation de la sélection de ladite seconde option (b) si et seulement si la valeur absolue dudit contenu est plus petite ou égale au nombre 2 ;
  - le marquage des candidats ne pouvant survivre pour une itération subséquente.
8. Procédé selon la revendication 7, caractérisé en ce que le meilleur candidat choisi pendant ladite sixième étape est le candidat minimisant la différence d'énergie entre des signaux (Réf 8) délivrés par ladite fonction de coût (W) et un signal de sortie optimal sur une période de temps déterminée.
9. Procédé selon la revendication 8, caractérisé en ce que,  $e(n)$  étant lesdits signaux de sortie délivrés par ladite fonction de coût (W),  $y(n) = q(n-T)$  ledit signal optimal sur une période  $(n-T, n)$ , avec  $n$  représentant une valeur temporelle instantanée,  $T$  ladite profondeur historique de décision,  $f(n, k)$  ledit signal  $e(n)$  à l'instant  $n$  pour un candidat  $k$  et  $q(n, k)$  le signal  $y(n)$  au temps  $n$  pour ce même candidat, le candidat sélectionné est celui dont la survie est permise pour une itération subséquente par ladite fonction de coût (W) et pour lequel la fonction  $E(n, k)$  est minimisée, ladite fonction satisfaisant la relation suivante.
- $$E(n, k) = (f(n-T, k) - q(n-T, k))^2 + (f(n-T+1, k) - q(n-T+1, k))^2 + \dots + (f(n, k) - q(n, k))^2.$$

10. Procédé selon l'une quelconque des revendications 2 à 5, caractérisé en ce que,  $K$  étant égal à 2, ladite présélection opérée pendant ladite quatrième étape consiste à sélectionner comme évolutions possibles, dites options, pour chacun desdits  $N$  candidats, des première et seconde options (a, b), un premier candidat, correspondant à la première option (a), dont le signal de sortie (Ref4) minimise ladite différence.

11. Procédé selon la revendication 10, caractérisé en ce que caractérisé en ce que ladite fonction de coût ( $W$ ) effectue les déterminations et calculs suivants pendant ladite cinquième étape :

- si l'amplitude de ladite différence de signaux est plus grande qu'un seuil prédéterminé, ladite seconde option (b) ne peut pas survivre ;

- le comptage d'un nombre dit de transitions à l'aide d'un compteur-décompteur augmentant son contenu d'une unité chaque fois que ladite seconde option (b) est sélectionnée plutôt que ladite première option (a) et que ladite seconde option (b) est plus grande que ladite première option (a) et diminuant son contenu d'une unité dans le cas contraire ;

- si l'amplitude de ladite différence est plus petite que ledit seuil et ledit nombre de transitions compté est égal à un nombre prédéterminé, ladite première option (a) ne peut pas survivre et dans le cas contraire, ladite seconde option (b) ne peut pas survivre ;

- l'autorisation de la sélection de ladite seconde option si et seulement si la valeur absolue dudit contenu est plus petite ou égale au nombre 2,

- le marquage des candidats ne pouvant survivre pour une itération subséquente.

12. Procédé selon la revendication 11, caractérisé en ce que ledit meilleur candidat choisi pendant ladite sixième

5 étape est le candidat minimisant ledit nombre de transitions sur une période prédéterminée dans la mesure où l'énergie de l'erreur introduite par ce candidat soit bornée par rapport à l'énergie d'un candidat dit naturel qui ne serait formé que desdites premières options (a).

10 13. Procédé selon la revendication 12, caractérisé en ce que,

$e(n)$  étant lesdits signaux de sortie délivrés par ladite fonction de coût ( $W$ ),  $y(n) = q(n-T)$ , ledit signal optimal sur une période  $(n-T, n)$ , avec  $n$

15 représentant une valeur temporelle instantanée,  $T$  ladite profondeur historique de décision,  $f(n, k)$  ledit signal  $e(n)$  à l'instant  $n$  pour un candidat  $k$  et  $q(n, k)$  le signal  $y(n)$  au temps  $n$  pour ce même candidat, le candidat sélectionné est celui dont la survie est permise pour une

20 itération subséquente par ladite fonction de coût ( $W$ ) et pour lequel la fonction  $E(n, k)$  est minimisée, ladite fonction satisfaisant la relation suivante et étant bornée par rapport à la même relation calculée pour ledit candidat naturel :

25 
$$E(n, k) = (f(n-T, k) - q(n-T, k))^2 + (f(n-T+1, k) - q(n-T+1, k))^2 + \dots + (f(n, k) - q(n, k))^2.$$

14. Dispositif pour la mise en œuvre du procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'il comprend, disposés en cascade, un modulateur (31)

30 comprenant au moins des circuits de sur-échantillonnage (310)

desdits signaux d'entrée ( $s_{30}$ ) et un codeur (311) effectuant ladite modulation en treillis.

15. Dispositif selon la revendication 14, caractérisé en ce que ledit modulateur (31) est réalisé à base d'un système de traitement automatique de données à programme enregistré, d'un processeur spécialisé de traitement de signaux numériques, d'un circuit intégré dédié ou d'un circuit intégré programmable sur site.

16. Application du procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 13 à la réalisation d'un amplificateur numérique (3) de signaux audio, ledit amplificateur (3) comprenant, en cascade, un circuit de réception de signaux numériques, un circuit de modulation (31), comprenant un sur-échantillonneur (310) et un codeur (311) effectuant ladite modulation en treillis, un circuit de commutation (32), convertissant lesdits signaux numériques en signaux analogiques délivrés sur sa sortie et un filtre de sortie pour le filtrage desdits signaux analogiques.

17. Application selon la revendication 16, caractérisé en ce que ledit circuit de commutation (32) possède trois niveaux logiques de commutation.

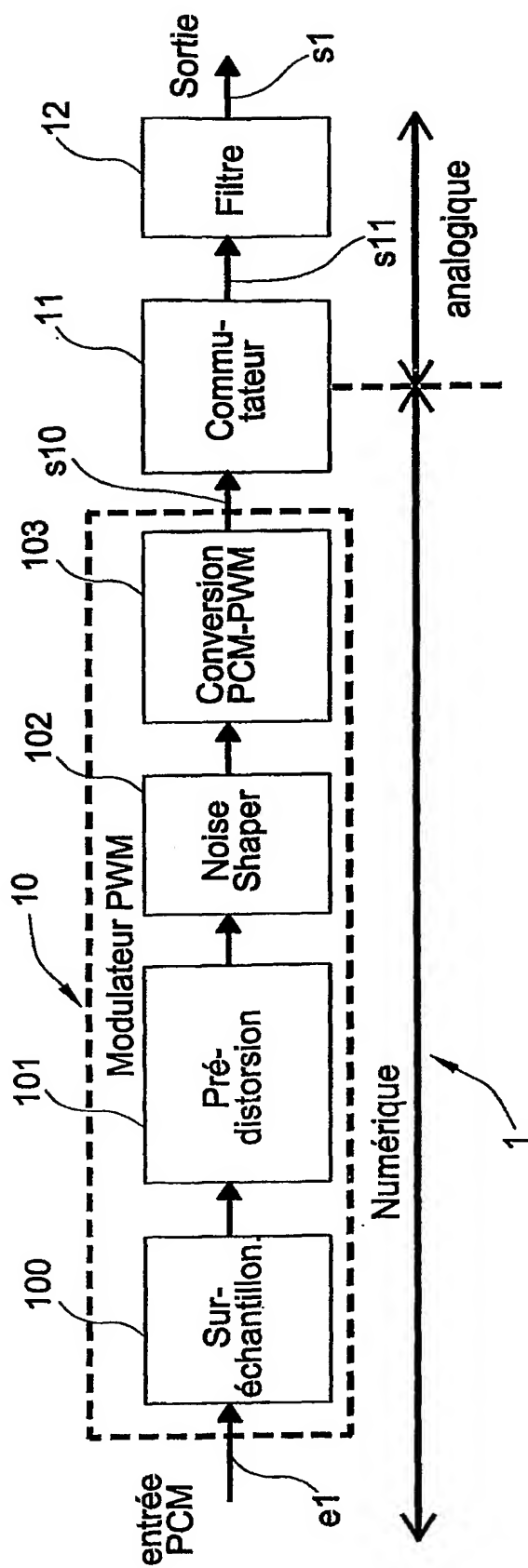
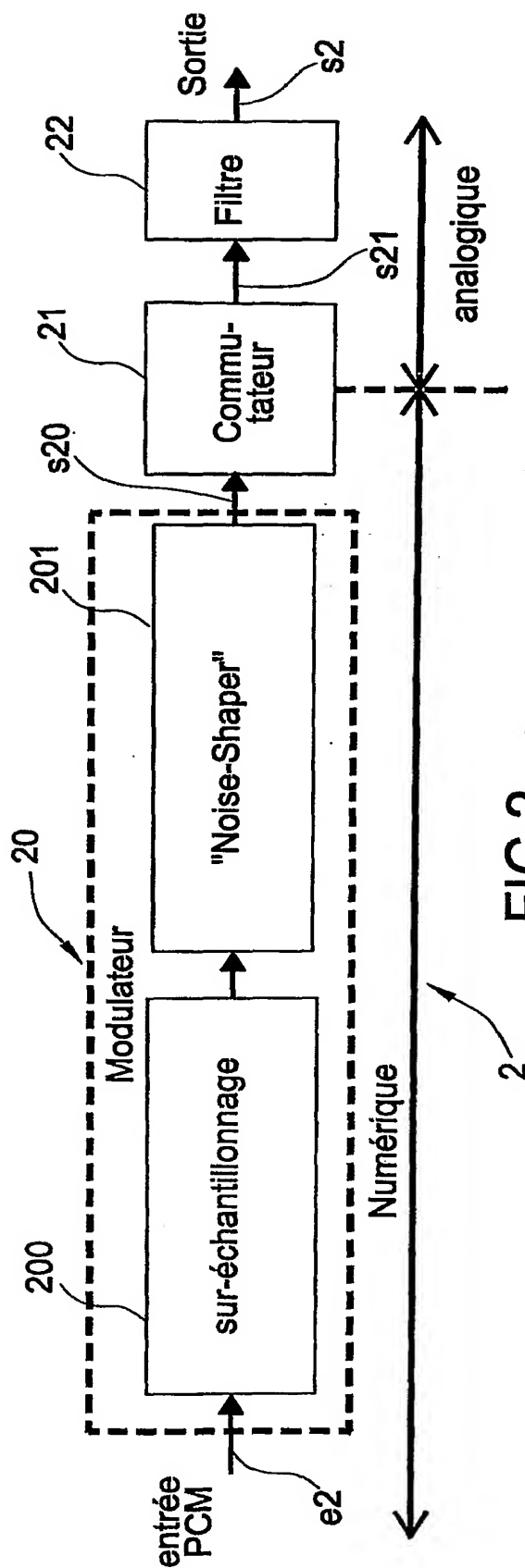


FIG.1





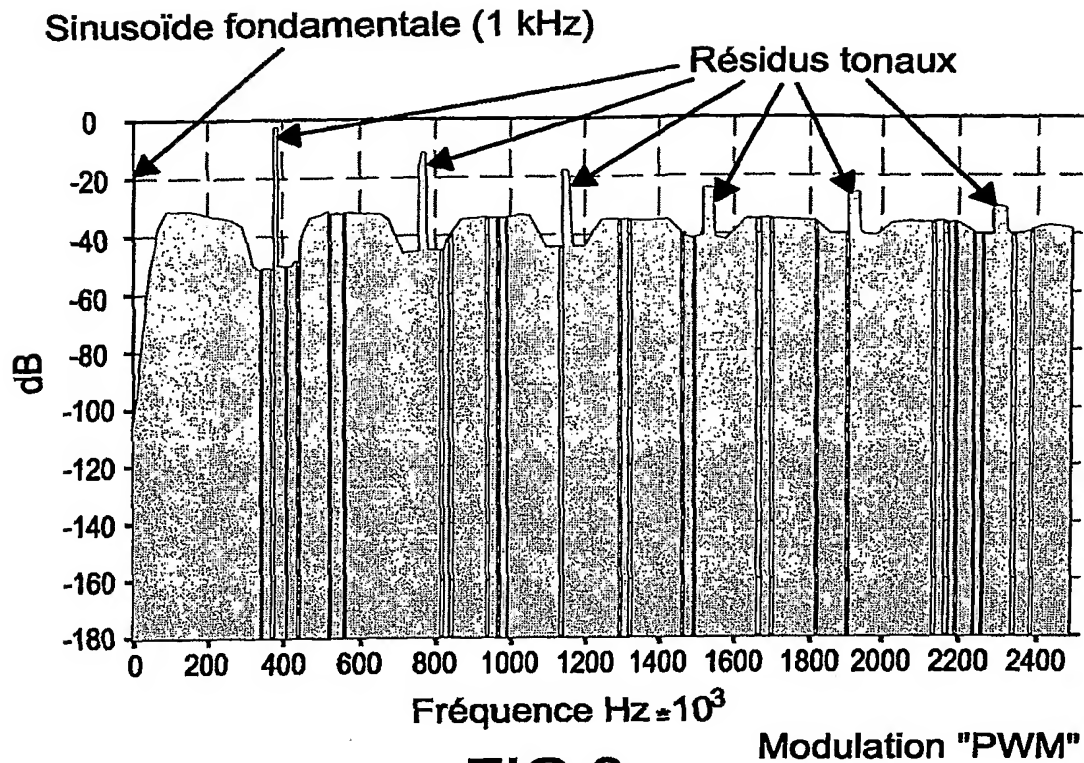


FIG.3

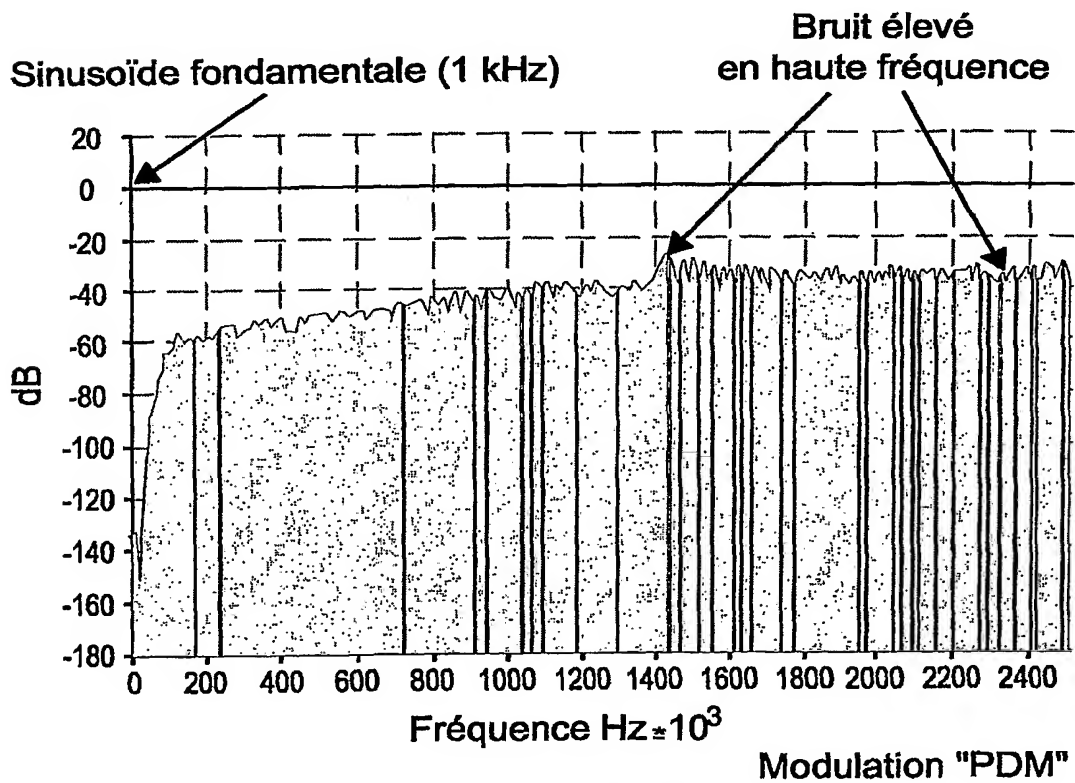
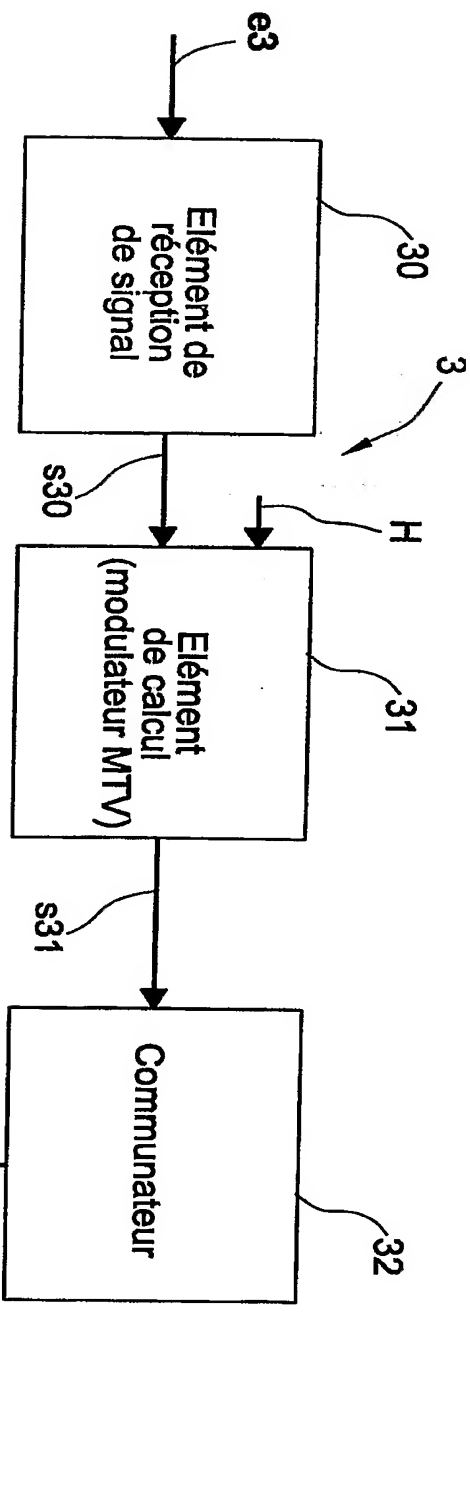


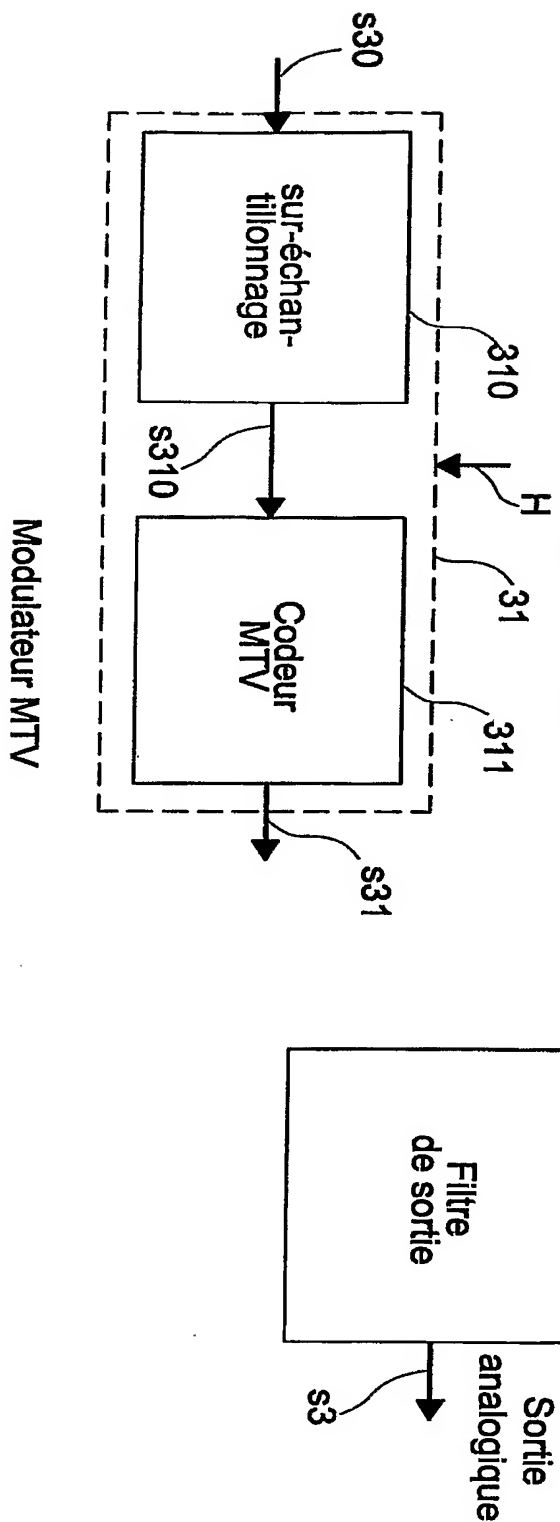
FIG.4

FIG.5



Amplificateur numérique

FIG.6



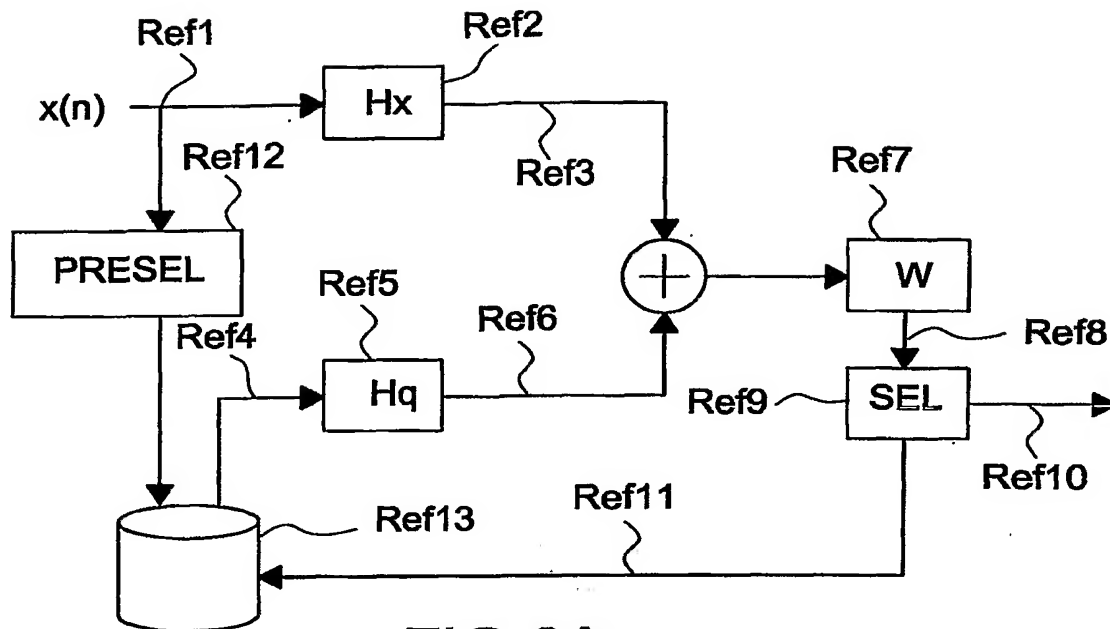
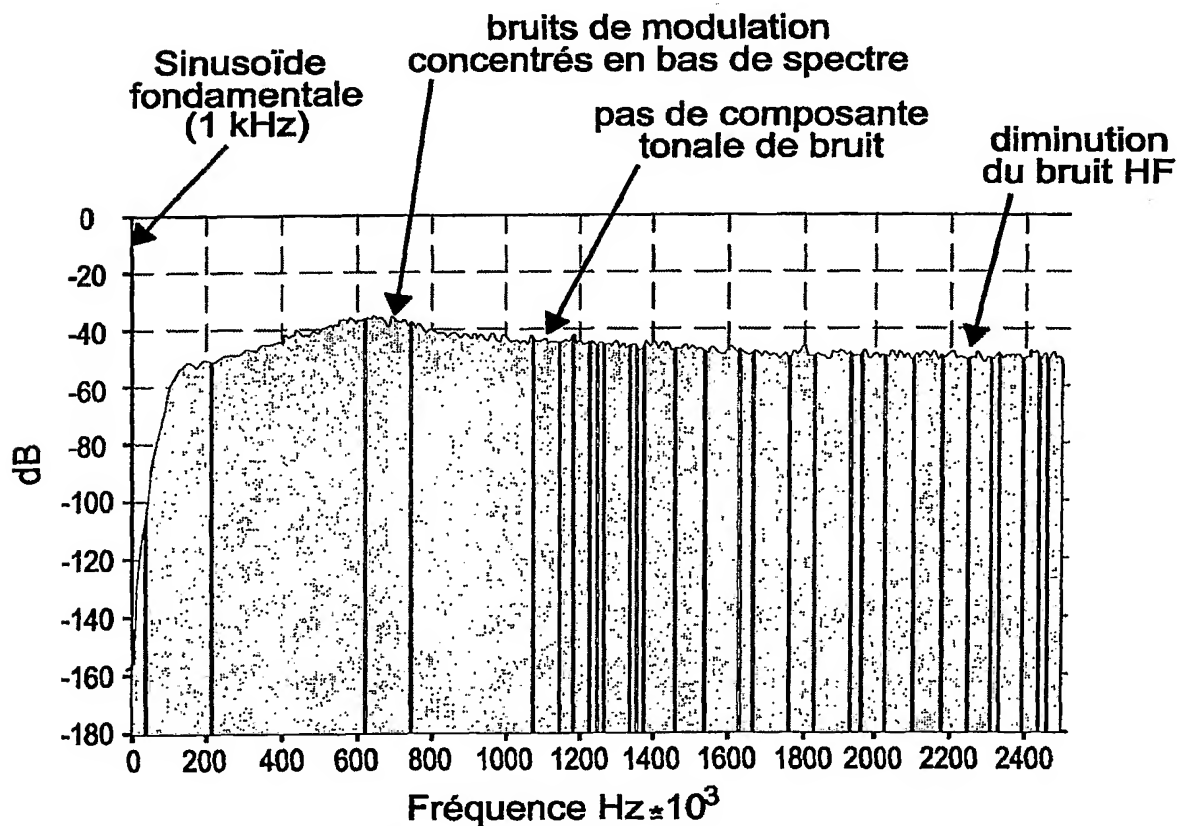


FIG.6A



Spectre de fréquences  
d'un amplificateur numérique à modulation "VTM"  
("mode A")

FIG.8

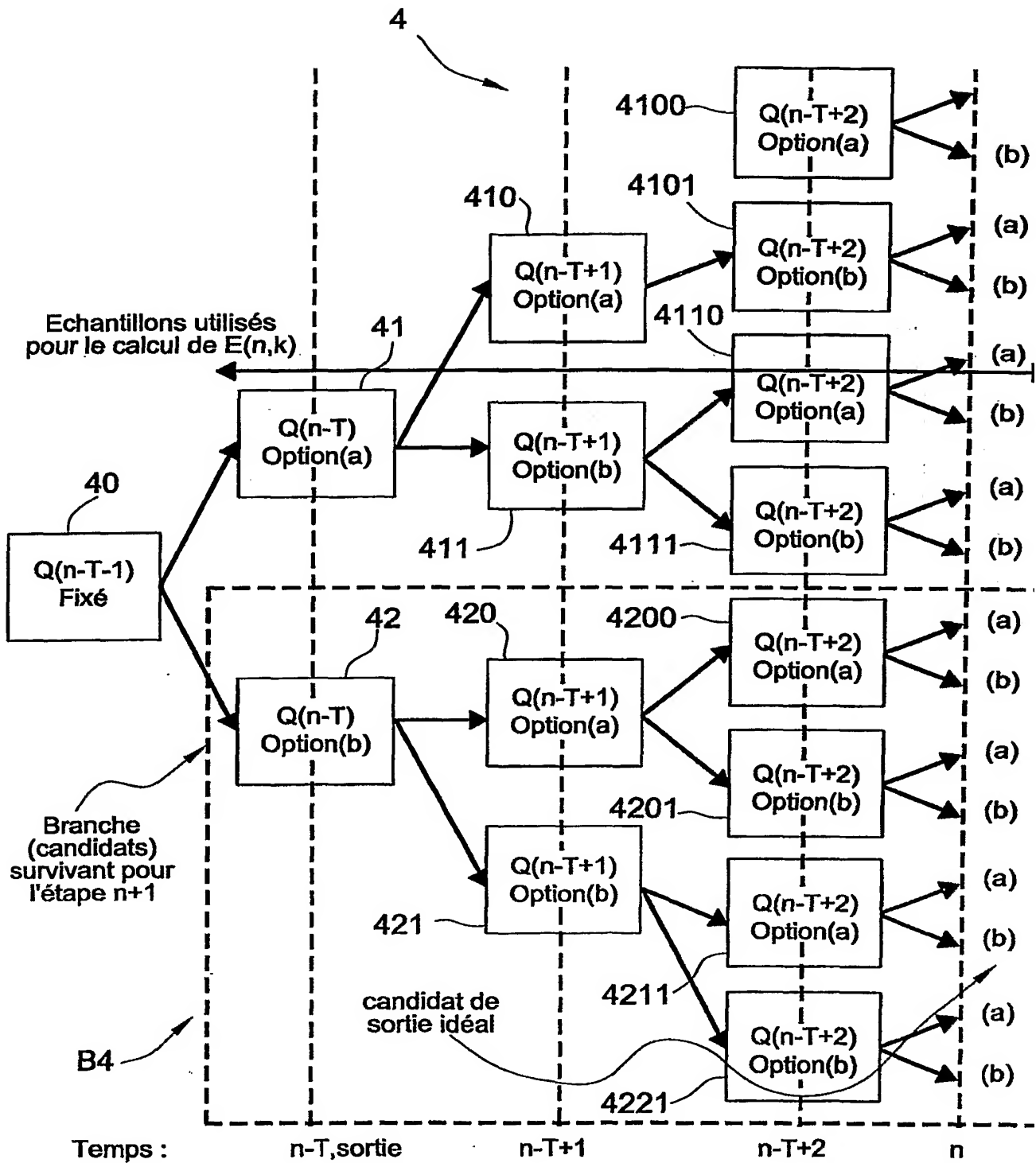
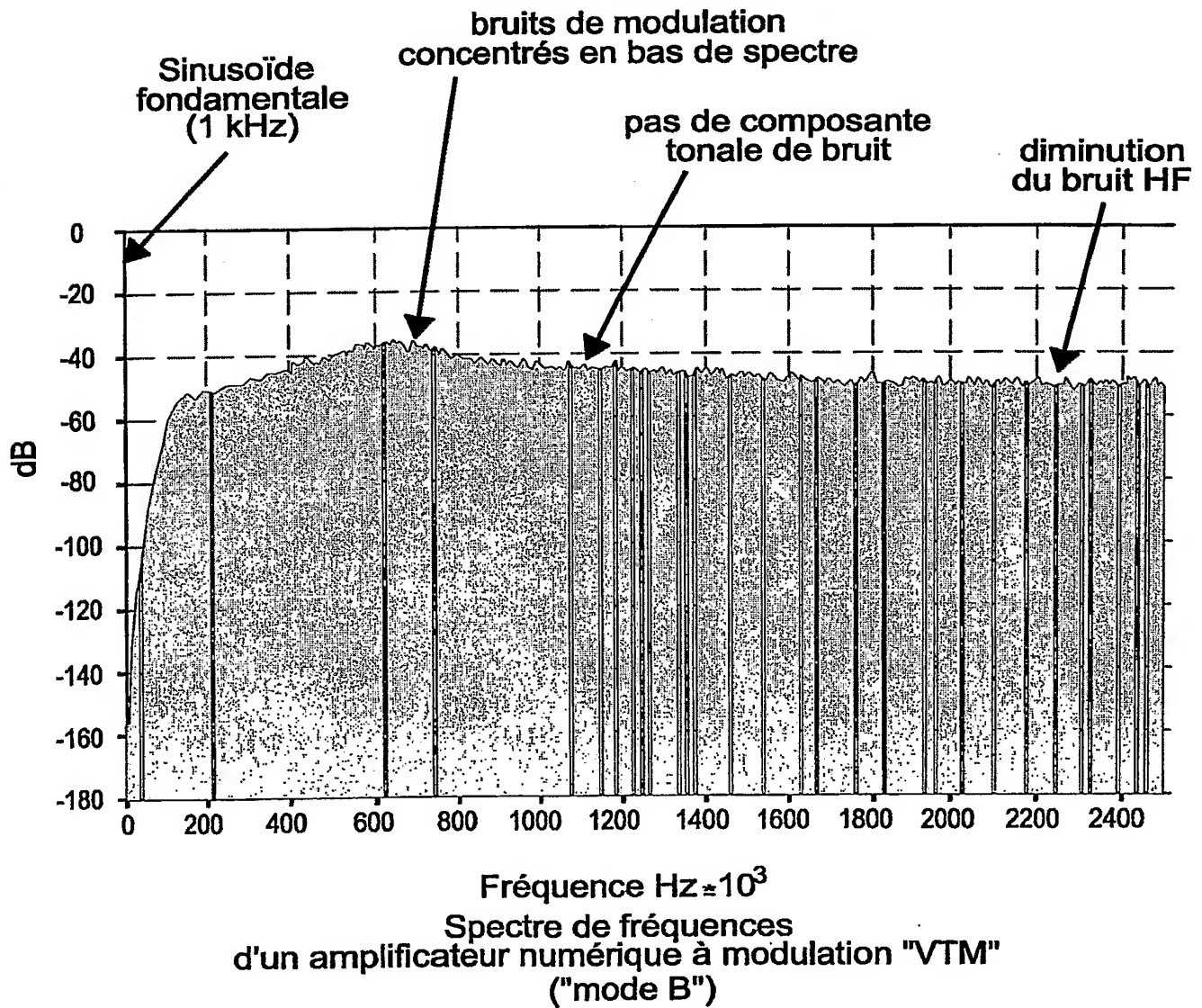


FIG.7

**FIG.9**